

$$K_{111св} = \sqrt{K_6 K_7} \cdot n / (\sin \Theta \cdot E); \quad E = n^2 / \sin^2 \Theta - (X_7 - n \cdot \operatorname{ctg} \Theta) (X_6 - n \times \operatorname{ctg} \Theta).$$

Для практического применения полученных S -параметров необходимо рассчитать коэффициенты связи K_3 и $K_{св}$, которые вычисляются по геометрическим размерам конкретной конструкции. Сопоставление результатов расчета характеристик фильтров по найденным аналитическим соотношениям с результатами численного анализа характеристик фильтров по предложенной в работе [1] методике в помощь ЭВМ показало их соответствие друг другу.

1. Ильченко М. Е., Мелков Г. А., Мирских Г. А. Твердотельные СВЧ фильтры. Киев: Техніка, 1977. 120 с. 2. Трохименко Я. К. Метод обобщенных чисел и анализ линейных цепей. М.: Сов. радио, 1972, 212 с. 3. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. М.: Связь 1965. 388 с.

Поступила в редколлегию 11.09.82

УДК 621.372.853

М. Е. ИЛЬЧЕНКО. *д-р техн. наук.* А. И. РОГОЗА. *инж.*

ДОПУСКИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ДВУХРЕЗОНАТОРНЫХ ПОЛОСОВЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ СВЧ

В соответствии с методом, приведенным в работе [1], функции отражения и передачи твердотельных фильтров удобно представлять обобщенно через коэффициенты связи резонаторов с линиями передачи и друг с другом. Приведем результаты решения задачи о допусках на коэффициенты связи в зависимости от изменения вносимых потерь двухрезонаторных полосовых фильтров. Функция передачи фильтра на основе двух связанных твердотельных резонаторов, каждый из которых представляется диполем с одномерным магнитным моментом [1], найдена нами в виде

$$L = 10 \lg \frac{[(1 + K)^2 + K_c^2 - \xi^2]^2 + 4(1 + K)^2 \xi^2}{4K^2 K_c^2}, \quad (1)$$

где L — вносимое затухание, дБ; K и K_c — коэффициенты связи резонаторов соответственно с подводщими линиями передачи и друг с другом; ξ — обобщенная расстройка резонаторов.

Относительное изменение вносимых потерь фильтра представим в виде

$$\Delta L/L = K_{вк} \Delta K/K + K_{вкс} \Delta K_c/K_c, \quad (2)$$

где $\Delta K/K$, $\Delta K_c/K_c$ — относительные изменения коэффициентов связи, а $K_{вк}$ и $K_{вкс}$ — коэффициенты влияния этих изменений на относительную вариацию вносимых потерь, причем

$$K_{вк} = \frac{\partial L}{\partial K} \cdot \frac{K}{L}; \quad K_{вкс} = \frac{\partial L}{\partial K_c} \cdot \frac{K_c}{L}. \quad (3)$$

Используя выражение (1), нетрудно найти коэффициенты влияния

$$K_{\text{вк}} = 2 \lg e \{-\xi^4 + 2K(1+K)\xi^2 + 2\xi^2[(1+K)^2 - K_c^2] + [(1+K)^2 + K_c^2](K^2 - 1 - K_c^2)\} \Delta^{-1};$$

$$K_{\text{вк}0} = 2 \lg e \{-\xi^4 - 2\xi^2(1+K)^2 + [K_c^4 - (1+K)^4]\} \Delta^{-1};$$

$$\Delta = \left\{ \xi^4 + 2\xi^2[(1+K)^2 - K_c^2] + [(1+K)^2 + K_c^2] \lg \left[\frac{\xi^4}{4K^2K_c^2} + \frac{\xi^2[(1+K)^2 - K_c^2]}{2K^2K_c^2} + \left[\frac{(1+K)^2 + K_c^2}{2KK_c} \right]^2 \right] \right\}. \quad (4)$$

В частном случае, на центральной частоте полосы пропускания соотношения для относительного изменения вносимых потерь имеют вид

$$\frac{\Delta L}{L} = \lg e \frac{K^2 - 1 - K_c}{\Delta_0} \cdot \frac{\Delta K}{K}; \quad \frac{\Delta L}{L} = \lg e \frac{K_c^2 - (1+K)^2}{\Delta_0} \cdot \frac{\Delta K_c}{K_c};$$

$$\Delta_0 = [(1+K)^2 + K_c^2] \lg \left[\frac{(1+K)^2 + K_c^2}{2KK_c} \right]. \quad (5)$$

По этим формулам можно рассчитать и построить ряд номограмм, облегчающих отыскание соотношений между относительным измене-

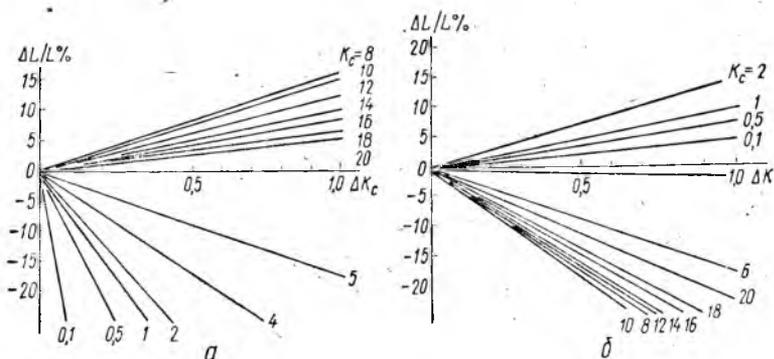


Рис. 1. Зависимости изменения вносимых потерь при вариации коэффициентов взаимной связи резонаторов (а) и коэффициентов связи резонаторов с подводящими линиями передачи (б) в случае $K=5$

нием вносимых потерь фильтра и вариаций коэффициентов связи K и K_c . Так, в случае $K = 5$ такие номограммы имеют вид, представленный на рис. 1. Используя зависимости, описываемые соотношениями (5), можно наилучшим образом распределять допустимые погрешности между коэффициентами связи, поскольку критичность изменения вносимых потерь неодинакова для разных значений K и K_c .

Переход к допускам на параметры резонаторов, параметры линий передачи и взаимное расположение резонаторов и линий можно осуществить, располагая зависимостями K и K_c от этих параметров. Эти зависимости могут быть либо рассчитаны [1], либо установлены экспериментально. Эксперимент является единственным путем нахождения коэффициентов связи, если математическое описание структуры невозмущенного поля в линии передачи неизвестно либо затруднительно. Возможны два метода экспериментального нахождения K и K_c : амплитудный и амплитудно-частотный. При амплитудном

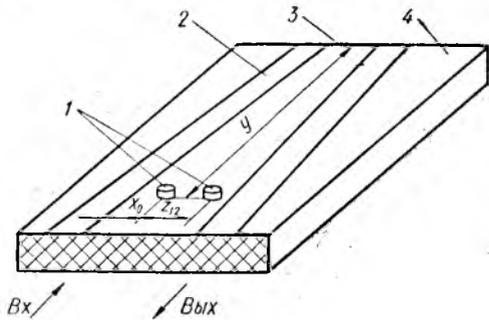


Рис. 2. Двухрезонаторный фильтр: 1 — диэлектрические резонаторы; 2 — ленточные проводники полосковых линий передачи; 3 — короткозамыкающая стенка линий передачи, 4 — диэлектрическая подложка

измеряют коэффициенты отражения Γ_p и прохождения T_p фильтра на центральной частоте его полосы пропускания, после чего коэффициенты связи вычисляют из формул

$$K = \frac{(1 - \Gamma_p)^2 - T_p^2}{1 - \Gamma_p^2 - T_p^2}; \quad K_c = \frac{2T_p}{1 - \Gamma_p^2 - T_p^2}. \quad (6)$$

Экспериментальная проверка этого метода выявила его основной недостаток: при сильной взаимной связи резонаторов вследствие больших значений коэффициента отражения резко возрастает погрешность нахождения K и K_c . Поэтому амплитудный метод целесообразно использовать при связях между резонаторами, меньших критического значения. При сильных связях целесообразно применять амплитудно-частотный метод, когда коэффициенты связи вычисляются из формул

$$K = (10^{\frac{L_{\min}}{20}} - 1)^{-1}; \quad K_c = (1 + K) \sqrt{\left(\frac{\xi_s}{1 + K}\right)^2 + 1}, \quad (7)$$

где ξ_s — обобщенная расстройка, при которой вносимые потери минимальны; L_{\min} — значение минимальных потерь, дБ. Таким образом, в амплитудно-частотном методе экспериментально находятся ξ_s и L_{\min} . Отметим, что в случае небольшого различия L_{\min} при ξ_s выше и ниже центральной частоты полосы пропускания фильтра целесообразно использовать прием усреднения экспериментально находимых величин.

В качестве примера практического использования полученных результатов рассмотрим полосовой фильтр на основе двух короткозамкну-

тых несимметричных полосковых линий с дисковыми диэлектрическими резонаторами (рис. 2). Параметры линий передачи: высота подложки 2 мм, ее диэлектрическая проницаемость 2,8, волновое сопротивление линий 50 Ом.

Параметры каждого дискового диэлектрического резонатора: диаметр 12 мм, толщина 5 мм, диэлектрическая проницаемость 120, собственная добротность 600. Расчет коэффициентов связи в этой конструкции затруднен из-за сложности математического описания структуры поля в линии. Поэтому, следуя изложенной методике экс-

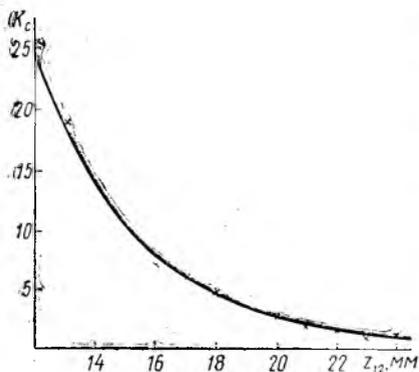


Рис. 3. Зависимость коэффициента взаимной связи от расстояния между ними

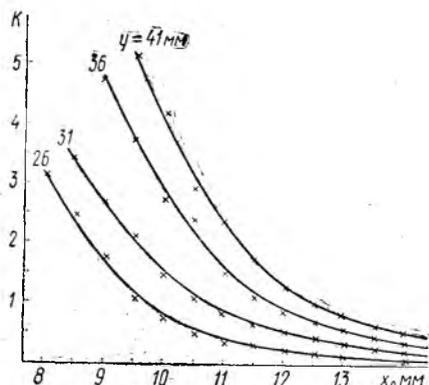


Рис. 4. Зависимости коэффициентов связи резонаторов с линиями передачи от расстояний между резонатором и ленточным проводником при расстояниях до короткозамыкающей плоскости в качестве параметра

периментального нахождения коэффициентов связи, были получены результаты, представленные на рис. 3 и 4. Эти зависимости использованы для проектирования двухрезонаторного фильтра, имеющего $K = 2,9$, $K = 8$. На основе полученных выше результатов для этого фильтра найдено, что для обеспечения 10 %-ного изменения вносимых потерь резонаторы должны быть установлены в линии передачи с точностью не менее 0,05 мм. Этот результат находится в согласии с данными эксперимента.

1. Ильченко М. Е., Кудинов Е. В. Ферритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ. Киев: Изд-во Киев. ун-та, 1973. 175 с.

Поступила в редколлегию 02.09.82